

JP11507791

Title:
No title available

Abstract:

特表平11-507791

(43) 公表日 平成11年(1999) 7月6日

(51) Int.Cl. ⁶		識別記号	F I	
H 0 4 L	27/18		H 0 4 L	27/18 Z
H 0 4 B	1/04		H 0 4 B	1/04 E
H 0 4 L	27/20		H 0 4 L	27/20 Z
	27/34			27/00 E
	27/38			F
			審査請求	未請求 予備審査請求 有 (全 20 頁)
(21) 出願番号		特願平9-503074	(71) 出願人	
(86) (22) 出願日		平成8年(1996) 5月23日	モトローラ・インコーポレーテッド	
(86) 国際文書出日		平成9年(1997) 12月12日	アメリカ合衆国イリノイ州 80196、シャ	
(86) 国際出願番号		PCT/US96/07608	ンバーグ、イースト・アルゴンキン・ロ	
(87) 国際公開番号		WO96/42161	ード 1303	
(87) 国際公開日		平成8年(1996) 12月27日	(72) 発明者	
(31) 優先権主張番号		08/489,630	ミラー・スコット エル	
(32) 優先日		1995年6月12日	アメリカ合衆国フロリダ州 32806、ゲイ	
(33) 優先権主張国		米国 (US)	ンズビル、ノースウエスト・シクステイブ	
			オース・ストリート 4120	
			(72) 発明者	
			オーディ・ロバート ジェイ	
			アメリカ合衆国フロリダ州 33305、フォ	
			ート・ローダーデイル、ノースイースト・	
			サーティサード・アベニュー 2200	
			(74) 代理人	
			弁理士 池内 義明	

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ピーク電力および帯域幅効率のよい変調を備えた無線機

(57) 【要約】

通信装置 (300) はデジタル変調器 (301)、デジタル信号プロセッサ (306)、および増幅器 (312) を含む。前記デジタル変調器 (301) は情報発生器 (304) およびピーク抑圧装置 (402) を含む。ピーク抑圧装置 (402) はシンボルマップ (404) およびシンボルスケーラ (406) を含む。前記発生器 (401) によって発生された情報はシンボルマップ (404) を介して符号コンステレーションダイアグラムへとマッピングされる。マッピングされた情報は次にスケラ (406) においてスケリングされ前記増幅器 (312) への入力における信号のピーク-平均電力比を低減する。

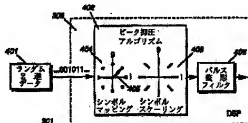


FIG. 4

【特許請求の範囲】

1. デジタル情報を変調する方法であって、

前記デジタル情報を発生する段階、

前記デジタル情報を信号コンステレーションダイアグラムへとマッピングして
各々オンセットを有するデータシンボルを生成する段階、

前記データシンボルをシンボルインターバルを介して前記データシンボルをそ
れらのそれぞれのオンセットにおいて分離するレートで処理する段階、

前記データシンボルをIおよびQ信号成分で表現する段階、そして

平均電力を維持する一方でピーク電力を低減するために前記IおよびQ信号成
分をスケールリングする段階、

を具備する、デジタル情報を変調する方法。

2. 前記処理する段階は前記IおよびQ信号成分をろ波してスペクトル効率を
最大にしかつベースバンドIおよびQ信号を生成する段階を含む、請求項1に記
載の方法。

3. さらに、前記ベースバンドIおよびQ信号の平均電力を決定する段階を含
む、請求項2に記載の方法。

4. さらに、各々のシンボルインターバルに渡り前記ベースバンドIおよびQ
信号の瞬時ピーク電力を決定する段階を含む、請求項2に記載の方法。

5. さらに、前記ベースバンドIおよびQ信号の瞬時ピ

ーク電力が各々のシンボルインターバルで発生する時間を決定する段階を含む、
請求項4に記載の方法。

6. さらに、前記ベースバンドIおよびQ信号を組み合わせて複合ベースバンド
信号を生成する段階を含む、請求項2に記載の方法。

7. さらに、前記複合ベースバンド信号の平均電力を決定する段階を含む、請
求項6に記載の方法。

8. さらに、各々のシンボルインターバルにおいて前記複合ベースバンド信号
のピーク電力を決定する段階を含む、請求項6に記載の方法。

9. デジタル変調器であって、

デジタル情報発生器、

各々シンボルインターバルを有するデータシンボルを生成するために前記デジタル情報を信号コンステレーションダイアグラムへとマッピングするための手段

前記データシンボルをIおよびQ信号成分で表現するための手段、そして
ピーク平均電力比を低減するために前記IおよびQ信号成分の振幅を動的に変更する手段、

を具備するデジタル変調器。

10. さらに、最大のスペクトル効率を備えたベースバンドIおよびQ信号を生成するためのフィルタを含む、請求項9に記載のデジタル変調器。

11. さらに、前記ベースバンドIおよびQ信号の平均

電力を決定するための手段を含む、請求項10に記載のデジタル変調器。

12. さらに、各々のシンボルインターバルに渡る前記ベースバンドIおよびQ信号の瞬時ピーク電力を決定するための手段を含む、請求項10に記載のデジタル変調器。

13. 前記ベースバンドIおよびQ信号のピーク電力が各シンボルインターバルにおいて発生する時間を決定するためのタイマを含む、請求項12に記載のデジタル変調器。

14. さらに、複合ベースバンド信号を生成するために前記ベースバンドIおよびQ信号を組み合わせるためのコンバイナを含む、請求項10に記載のデジタル変調器。

15. デジタル変調器であって、
デジタル情報発生器、

前記デジタル情報を多次元信号コンステレーションに変換して各々ある振幅および位相を有するデータシンボルを生成するための手段、そして

ピーク平均電力比を最小にするためにその中でデータシンボルの振幅および位相を変えることができる各データシンボルの周りの球を形成するための手段、
を具備するデジタル変調器。

16. デジタル変調器であって、

デジタル情報発生器、

各々ある振幅を有するデータシンボルを生成するために前記デジタル情報を少なくとも1つの次元を有する単一の

信号コンステレーションに変換するための手段、そして

シンボル遷移において無用のピーク電力の発生を避けかつしたがってピーク平均電力比を最小にするために前記データシンボルの振幅を動的にスケールリングするための手段、

を具備するデジタル変調器。

17. 通信装置であって、

以下の構成要素、すなわち、

デジタル情報発生器、

各々ある振幅を有するデータシンボルを生成するために少なくとも1つの次元を有する信号コンステレーションへと前記デジタル情報を変換するための手段、そして

シンボルの遷移において無用のピーク電力の発生を避けかつしたがってピーク平均電力比を最小にするために前記データシンボルを動的にスケールリングするための手段、

を具備するデジタル変調器、

前記データシンボルを増幅するための増幅器、そして

前記データシンボルを送信するためのアンテナ、

を具備する通信装置。

【発明の詳細な説明】

ピーク電力および帯域幅効率のよい

変調を備えた無線機

発明の技術分野

この発明は一般的には通信装置に関し、かつより特定のには効率的な変調を備えた通信装置に関する。

発明の背景

1次元デジタル通信システムにおいては、送信される波形は基本的なパルス形状の時間シフトされたものを加えることによって形成される。このパルスの振幅は送信されるデータにしたがって調整される（例えば、2進位相シフトキード：binary phase shift keyed）。多次元デジタル通信システム（例えば、直交振幅変調：Quadrature Amplitude Modulated）においては、複数のパルスストリームがデータにしたがって発生される。送信される波形の帯域幅を最小にしかつそれによって送信される波形が近隣の（周波数）チャネルで動作する他のシステムと干渉しないことを保証するため、使用されるパルス形状はいくつかのシン

ボルインターバルに及ぶ時間を有するものでなければならない。すなわち、1つのデータシンボルに関連するパルスは隣接するデータシンボルに関連するパルスと重複することになる。あるデータシーケンスはこれらの重複するパルスを建設的または積極的（constructively）に加算させ送信される波形に大きなピークを生じさせ、一方他のデータシーケンスはこれらの重複するパルスがお互いに打ち消しより小さな値の送信波形を生じさせることになる。送信の直前に送信される信号の電力を増強するために使用される増幅器は信号がほぼ一定のレベルに留まっている場合に最もよく動作する。送信される信号の大きなピークは電力増幅器の効率の悪い使用につながりこれは次に貴重なバッテリー寿命を浪費させる。

バッテリー動作される通信装置はバッテリーの動作寿命を延ばすためにバッテリーのエネルギーを節約するのに種々の技術を使用する。電力増幅器の効率を増大するこ

とも通信装置の動作寿命を延長するために設計者が使用する1つの技術である。バッテリーエネルギーが節約される他の機構は他の電力効率のよい変調技術を使用することである。種々の変調技術は異なる関連するピーク平均電力比を有する。一般に、できるだけゼロdBに近いピーク平均電力比を持つことが極めて望ましい。しかしながら、数多くの現存する変調形式は比較的高いピーク平均電力比を生じる結果となっている。2つの一般に使用される変調形式は位相シフ

トキーイング (PSK) および直交振幅変調 (QAM) である。前者は単一の信号集団または信号コンステレーション (signal constellation) を使用し、この場合全てのデータシンボルは同じ振幅を有し、一方後者は個々のデータシンボルの位相および振幅の双方が変化する。2進シグナリングはPSKの特別の場合である (すなわち、BPSK)。両方の変調形式において、ピーク平均比は使用されるパルス形状に依存する。

直交振幅変調 (QAM) は情報を送信するためにキャリアの位相および振幅の双方を使用し、かつしたがってより高いピーク平均電力比を発生する可能性を有する。実際に、実験により、例えば、16シンボルのPSK信号コンステレーションは16QAM信号に対しピーク平均電力比において3~4dBの改善を与えることが示されている。しかしながら、この効率の改善における利得は感度の4dBの喪失を伴う。感度のこの喪失のため、多くのシステム設計者はその劣化したピーク平均電力比にもかかわらずQAM変調形式を使用することを好む。

図1を参照すると、現在入手可能なものとして1つの通信装置が示されている。図2は複素ベースバンド8PSK信号の位相および振幅の軌跡を示している。言い換えれば、この図面は発生されるデータが状態を変えるに応じて1つのシンボルから次のものへと遷移することを表わしている。サイドバンドノイズを制限するために使用されるフィルタ

は参照数字202で示されるように望ましくないオーバーシュートを発生する。このオーバーシュート202はピーク平均電力比における増大を生じる結果となる

ピーク電力の増大に寄与する。このピーク平均電力比の増大は設計者が最大ピーク電力に耐えることができる増幅器を設計するようにさせ、これはしたがって電力増幅器を製造するのがより高価なものにする。さらに、ピーク平均電力比の増大は電力増幅器の電力効率を低下させる。

携帯用通信装置の設計において、設計者の目標は最も低い可能な値段で効率的な部品を使用することである。電力増幅器は伝統的に通信装置の最も高価な部品の内のいくつかとなっており、かつしばしばそれらのコストを低下させることを目指す試みに抵抗してきている。増幅器のコストに直接関連する1つのパラメータはピーク平均電力比である。これは設計者が平均電力よりも大幅に大きいピーク電力を取り扱うことができる増幅器を使用するようにさせるためである。したがって、設計者の目標は他の性能パラメータを低下させることなくピーク平均電力比をできるだけ低減することである。したがって、他の性能の劣化をこうむることなく最小のピーク平均電力比を有する変調機構の必要性が存在する。

図面の簡単な説明

図1は、現在入手可能なものとしての通信装置の関連する要素のブロック図を示す。

図2は、図1の通信装置の複素ベースバンド信号の振幅および位相の軌跡を示す。

図3は、本発明に係わる通信装置の関連部分を示す。

図4は、本発明に係わるピーク抑圧アルゴリズムの要素を示す。

図5は、本発明に係わる複素ベースバンド信号の振幅および位相軌跡を示す。

図6は、本発明に係わる通信装置の性能のアイダイアグラムを示す。

好ましい実施形態の詳細な説明

図3を参照すると、本発明に係わる通信装置300の関連する構成要素が示されている。マイクロホン302はアナログ信号を生成し、該アナログ信号はボコーダ(vocoder)304に結合されデジタル信号に変換される。ボコーダ304はデジタル情報信号を発生しかつそれをデジタル信号プロセッサ(DS

P) 306に供給する。ボコーダ304およびDSP306の組み合わせはデジタル変調器301を形成する。DSP306はこのデジタル情報信号を本発明の原理にしたがって操作処理する。このDSP306の機能は図4に関連してより詳細に説明する。DS

P306の出力における処理された信号はデジタル-アナログ変換器308に結合され、そこで該信号はRFミキサ310に供給される前にアナログに変換し戻される。直交または直角位相ミキサ (quadrature mixer) とすることができる、このミキサ310は前記アナログ信号を局部的に発生された発振信号 (LO) と混合する。該ミキサの出力は増幅器312に結合され、該増幅器312は前記混合された信号をそれがアンテナ314を介して送信される前に増幅する。

図4を参照すると、本発明に係わるDSP306の本質的な要素が示されている。本質的に、ランダム2進データ発生器401はピーク抑圧アルゴリズム402に結合されて示されている。該発生器401はボコーダ304のようなデジタルデータの任意の発生源とすることができる。ピーク抑圧アルゴリズムはシンボルマッピング (symbol mapping) セクション404およびシンボルスケーリング (symbol scaling) セクション406を含む。401において発生されたデジタル情報は信号コンステレーションダイアグラム (constellation diagram) 404へとマッピングされ各々あるシンボルインターバルおよびオンセット (onset) を有するデータシンボルを生成する。これらのデータシンボルは各々IおよびQ信号成分を有するベクトル405によって表わされる。言い換えれば、前記データシン

ボルは直交関係を有するベクトル成分によって表わされる。ピーク抑圧アルゴリズムはまた1次元信号 (例えば、BPSK) に対して動作することもできる。IおよびQ信号成分は集合的にベクトル405の振幅および位相を表わしている。各々のベクトルはシンボルインターバルを表わしその内容は各々の瞬間に処理されるビットの数によって決定される。実際に、前記データシンボルは前記データ

シンボルをそれらのそれぞれのオンセットにおいて1つのシンボルインターバルを介して分離するレートで処理される。例えば、3ビットのシステムにおいては、ベクトル405は8つの区別の可能性を備えた3ビットを表わす。4ビットシステムでは、1つのベクトルは4ビットを表わしかつ信号コンステレーションはその上に16のシンボル位置を有する。好ましい実施形態においてはかつ本発明の原理の理解を容易にするために、3ビットシンボルインターバルが想定される。

いったんシンボルがマッピングされると、シンボルスケーリング処理が着手される。この処理の一部としてIおよびQ成分の振幅がその後の波ステップにおいてオーバーシュートを最小にするアルゴリズムにしたがって変えられる。このステップはパルス整形フィルタ (pulse shape filter) 408を介して行なわれる。このフィルタの目的はシンボルの高周波成分をそれらが送信される前に低減することである。しかしながら、その特性のため、

め、このフィルタは1つのシンボルから他のものへの遷移の間に信号ピークを生成する傾向がある。これらの信号ピークは増幅器312から要求される付加的なピーク電力へと変わる。これらのピークの大きさはシンボルのシーケンスおよびフィルタ特性の双方に依存する。本発明は信号ピークを補償しまたは低減するような様式でこれらのベクトルを調整しまたはスケールリングすることを探索する（すなわち、405）。この補償はシステムの完全性を維持する一方で増幅器を無用のピークで動作しなければならないことから救済する。

データシンボルのスケールリングは単に振幅において行なわれるかあるいは振幅および位相の双方において実施することができる。言い換えれば、IおよびQ成分の振幅はベクトル405の位相を一定に維持するように変更することができる。あるいは、IおよびQ成分の振幅は独立に変更し、それによってベクトル405の振幅および位相の双方の変化を生じる結果とすることもできる。

図5のスケールリングされていないシンボルの振幅は点線の円502によって示されている。この円は前記シンボルの振幅をそれらがランダム2進データ発生器401およびシンボルマップ (symbol mapper) 404によって発

生される場合を表わしている。理想的には、増幅器 312 はこれらの一定の振幅の信号を増幅しなければならないことになる。しかしながら、パルス整形フィルタ 4

08により、これらの信号振幅は同心円 504 がパルス整形フィルタの出力に形成されるポイントまで増大される。この外部の円 504 は増幅器 312 に与えられるオーバヘッドの程度または範囲を示している。実際に、2つの同心円 502 および 504 の間の直径方向の距離はる波されていないシンボルとる波されたシンボルとの間の振幅差を表わす。この差は直接望ましくないピーク電力に変換される。シンボルのスケージングはこの円の直径の縮小したがって増幅器 312 に対するより低いピーク需要となる。

前記スケージングアルゴリズムはシンボルのシーケンスを注目しまたは調べ、かつ各々のシンボルに関してそれらがデータ発生器 401 によって発生される場合に必要とされる変更を決定する。該アルゴリズムはこの決定の間にフィルタ特性を利用する。図 5 はいくつかのシンボルの位相および振幅の軌跡をそれらがスケージングされた後の状態で示す。スケージングされていないシンボルは 506 で表わされ、一方それらのスケージングされた対応物は 508 で示されている。この例では、5つのシンボルが送信されるものと仮定する。第1のシンボル 501 は発生されるピークがないため変更されない。次のシンボルは時間遅延される波されたシンボルの間の相互作用により通常生じる信号ピークを防止するため半径方向に下方に (downward) スケージングされる。第3のシンボルは信号ピーク振幅を避けるために同様にして下方にスケージングされる。

第4のものも同様に下方にスケージングされる。第5のシンボルは第4のシンボルからそこに遷移する間に生じる小さな信号振幅のため上方にスケージングされる (scaled up)。シンボルのスケージングはシンボルの完全性を維持しかつ情報の喪失を防止するように行なわれる。

ピーク抑圧アルゴリズムは各々のシンボルインターバルの間のベースバンド信号の瞬時電力を決定する。信号のスケージングはピーク電力およびシンボルイン

ターバルにおけるその時間位置の決定から直接引き続くことになる。これらの状況の下で、ベースバンド信号に関連する平均電力も決定される。得られるピーク電力情報によりアルゴリズムは複合ベースバンド信号のピーク電力が生じる時間を決定する。次に、隣接シンボルインターバルに関連するシンボルの I および Q 成分が変更される。これらの成分の振幅は等しく半径方向にスケールリングすることができその時点で複合信号の振幅のみが変更される。I および Q 信号の独立のおよび等しくないスケールリングも可能であり、これは結果として複合信号の位相および振幅のスケールリングを生じる。

要するに、ボコダ 304 およびシンボルマップ 404 によって発生されるデジタルデータシンボルは本発明の原理を活用するためにピーク抑圧アルゴリズム 402 を通して処理される。このマッピングの結果として発生されるデータシンボルはそれらの I（同相）および Q（直角位相）

成分によって表わされる。前記 I および Q 成分は次にピーク抑圧アルゴリズムブロック 402 のシンボルスケーリング部分 406 によって動的にスケールリングされる。I および Q 成分のスケールリングはパルス整形フィルタ 408 によって行なわれるろ波作用を見越して行なわれる。前記シンボルのスケールリングは単にベースバンド信号（I および Q 成分によって構成される）の振幅および位相の軌跡を追跡する。前に説明したように、従来技術に伴なう問題はパルス整形フィルタがシンボルの遷移の間に信号ピークを生じさせることである。本発明はこのピーク信号問題を最小にする方法を提供する。データシンボルの I および Q 成分をスケールリングすることにより、本発明は信号ピークの振幅を最小にすることを目指し、したがって増幅器 312 に対するピーク電力の需要を低減することを目指している。

好ましい実施形態において使用されるアルゴリズムは信号コンステレーションマップ 404 によって生成されたデータシンボルを受け入れ、該シンボルを処理しかつそれらをパルス整形フィルタ 408 へと出力する。特に、前記アルゴリズムはデータシンボルを順次反復的な処理のために入力データブロックへとロードする。処理の完了に続き、前記入力データブロックは出力データブロックへとコ

ピーされかつスケーリングされたシンボルは順次パルス整形フィルタ 408 へと出力される。一定のシンボルレートを維持するために、新しく到着したデータシンボルは空にされ

た入力データブロックへとシフト入力され、一方スケーリングされたシンボルは出力ブロックからシフト出力される。したがって、もし処理時間がほんのわずかであると仮定すると、前記アルゴリズムによって生じる伝送遅延はほぼ（ブロックサイズ）／（シンボルレート）秒に等しくなる。ブロックサイズはブロック内のシンボルが正確に合計の送信されるデータシンボルのシーケンスの統計的特性を表わすことを保証するため充分に大きくなければならない。

入力データシンボルブロックの首尾よい所在（population）に応じて、アルゴリズムは入力シンボルブロックによって規定される各々のシンボルインターバルに対していくつかの値を決定するよう進行する。これらの値は、（１）ピーク送信信号振幅、（２）ピークの時間位置、および（３）ピーク振幅に対するピークスケールファクタである。前記アルゴリズムは適切なデータシンボルにパルス整形フィルタ機能を用いることによりシンボルインターバルに対してこれらの値を決定する。特定のシンボルインターバルにわたり信号を計算するために使用されるデータシンボルの数はパルス整形フィルタ機能のインパルス応答に依存する。注目のシンボルインターバル内で有意の信号振幅を生じさせるためにパルス整形と組合わせる全てのシンボルはこれらの計算に含められなければならない。パルス整形フィルタ 408 のインパルス応答はまた引き続きシンボルブロックの間にどれだけ多くのシンボルの重複がな

ければならないかを決定する。

前記アルゴリズムは特定のシンボルインターバルに関するピーク送信信号振幅を使用してそのインターバルに対するピークスケールファクタを決定する。ピークスケール関数または機能がピーク信号値に適用される。該ピークスケール関数はもしピーク振幅が何らかの基準値より大きければ負のピークスケールファクタを生成しかつもしそれが該基準値より小さければ正のスケールファクタを生成す

るように規定される。このスケールファクタの振幅は前記ピーク振幅と前記基準値との間の差に伴って増大する。前記基準値は通常所望のピーク振幅に等しく設定される。前記アルゴリズムはピークスケールファクタおよび2つの別個のベクトルにおける各々のシンボルインターバルに対する対応するピーク時間位置を記憶する。これらの値はその後前記ブロックにおけるシンボルに対するシンボルスケールファクタを決定するために使用されることになる。

ピークスケールファクタおよびそれらの関連する時間位置の首尾よく決定に続き、前記アルゴリズムは各々のデータシンボルに対するシンボルスケールファクタを計算する。特定のシンボルスケールファクタを決定するために、前記アルゴリズムは特定のシンボルにすぐ隣接する2つのシンボルインターバルからのピーク情報を使用する。これら2つのインターバルは左手または左側 (left-hand) および右手または右側 (right-hand) インター

バルとして参照されることになる。前記シンボルスケール関数は左側ピークスケールファクタをピークが特定のシンボルから位置する相対的時間距離によって重み付けする。同様に、前記右側ピークスケールファクタは特定のシンボルからの相対距離によって重み付けされる。2つの重み付けされたスケールファクタは次に単位値またはユニティ値 (unity value) と一緒に加算されてシンボルスケールファクタを決定する。このようにして、特定のシンボルに近く位置する信号ピークはそのシンボルに対するスケールファクタに対しより大きな影響を有する。

前記シンボルスケールファクタの各々が決定された後、前記アルゴリズムは所望の平均電力を維持するためにシンボルスケールファクタを正規化する。パルス形状が単位値またはユニティの平均エネルギーを有しかつ個々のシンボルが独立かつ等しく分布しているもの仮定すると、平均電力 (P_s) は単に2乗したスケールリングされたシンボル振幅を平均することにより計算される。所望の平均電力は通常スケールリングされない送信信号の平均電力 (P_u) に等しい。したがって、正規化係数 (normalizing factor) は $\text{Sqrt}(P_u/P_s)$ に等しくなる。単位シンボル振幅の円形の PSK 信号コンステレーションの場

合は、 P_s は単にシンボルスケールファクタの平均に等しくなる。

前記アルゴリズムは特定された数の反復の間または何ら

かの目標のピーク平均電力比が達成されるまで上に述べたシンボル処理ステップを反復する。これらの条件の内の1つに達した後、前記アルゴリズムはデータシンボルを適切な最終的なシンボルスケールファクタによってスケーリングしかつスケーリングされたシンボルを出力ブロックにコピーする。前記アルゴリズムは次に前記スケーリングされたシンボルをパルス整形フィルタに順次出力するよう進み、一方同時に入力ブロックに信号コンステレーションマップから新しい、スケーリングされていないシンボルをロードする。

別の実施形態では、前記ピーク抑圧アルゴリズムは各々のデータシンボルの回りにそれらをスケーリングするための境界を作成するために想像上の球を作成する。この球の境界は位相および振幅の移動およびスケーリングのための限界を確立する上での助けとなる。前述のように、このスケーリングは増幅器312に対するピーク電力要求を最小化する上での助けとなる。

簡単に言えば、前記スケーリングアルゴリズムはシンボルの位相および振幅をそれらがボコーダ304およびシンボルマップ404によって発生される際に注目しかつ調べ、そしてフィルタ408の出力に生じる信号ピークの大きさ（オーバーシュートの程度）を推定または評価する。この信号ピークの推定は各々のシンボルに対して行なわなければならないスケーリングのレベルおよび方向を決定する上で

考慮される。そうする上で、IおよびQ成分が、避けることのできない信号ピークの影響を最小にするために十分な補償と共にフィルタ408に提供される。この補償は増幅器312に対するピーク電力要求を最小にする。本発明の利益なしでは、増幅器312は円504によって表されるピーク電力需要を処理できなければならないことが理解される。この付加的な要求は増幅器312のコストを大きく増大させる。ピーク電力の増大は平均電力と比べて増幅器312の効率に悪影響を与える。携帯用無線装置はこの付加的な効率の低下の点で特に不都合とな

る。

本発明の原理は送信波形のピークをそれが増幅される前に抑圧する汎用的な方法を提供する。データシンボルの振幅は近隣のシンボルの値およびパルス整形フィルタの応答に従って少しだけ調整される。その結果はより一定の振幅レベルを維持する送信波形となる。前記アルゴリズムは1つのデータブロックに対して作用する（通常、一度に約50～500シンボルが最もよく動作する）。前記ピーク抑圧アルゴリズムは次のように簡単に説明することができる。

ステップ1：ブロックに対するデータシンボル、および使用されるべきパルス形状に基づき、送信波形を構成する。

ステップ2：送信波形の各々のシンボルインターバルに対し、そのインターバルにおける波形のピーク値、そのピークの位置、およびピークスケールファクタを計算す

る。

ステップ3：前記ピークスケールファクタおよびそれらの位置に基づき、各々のデータシンボルの高さを再スケーリングする。

ステップ4：前記スケーリングされたデータシンボルを使用してステップ1～3を反復する。この手順をもちやそれ以上のピーク抑圧が達成されなくなるまで（あるいは、非常に少ししか達成できなくなるまで）反復する。このピーク抑圧アルゴリズムを使用することはいくつかの場合電力増幅器の効率を倍化しあるいは等価的には携帯用無線機のバッテリー寿命を倍化することができる。

再び図5を参照すると、内側の円上のドット506は波されていないシンボルの振幅を表す。これらのシンボルが外側の円504で示される境界までずっとオーバーシュートすることを防止するため、それらは508によって示されるようにスケーリングされる。明らかに、エラーおよびピーク信号振幅を最小にするためにいくつかのシンボルはスケールダウンされ、一方他のものはスケールアップされる。

前記スケーリングされたシンボルはピーク電力需要を低減し、かつしたがって増幅器の効率を改善する。さらに、電力増幅器のピーク平均電力要求が低減さ

れる。この低減は直接増幅器 312 のコストを低減することに変換される。システムの性能の改善が変調の精度に対する最小の影響と共に達成される。

図 6 はそのピークが抑圧された復調信号のアイダイアグラム (eye diagram) を示す。アイ開口 602 はエラー性能を維持するために十分広い開口を持つよう示されている。これは極めて意味のあることであり、それはある変調技術はそれに対して利用できる復調技術が高度に正確である場合にのみ望ましいからである。位相または振幅を使用する変調に加えて、本発明の原理は情報を伝達するために信号の位相および振幅の双方を使用する QAM システムにも適用可能である。

【図 1】

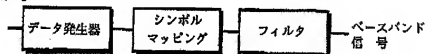


FIG. 1
(従来技術)

【図 2】

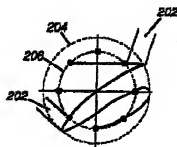


FIG. 2
(従来技術)

【図 3】

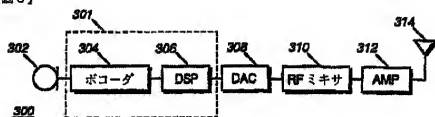


FIG. 3

【図 4】

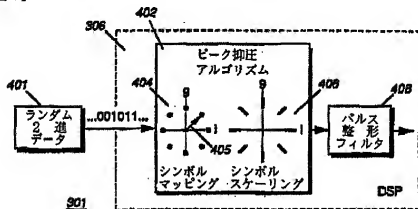


FIG. 4

【図 5】



FIG. 5

(18)

【図 6】

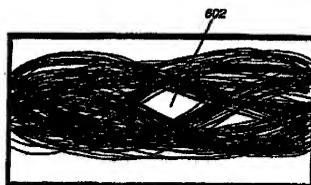


FIG. 6

【図 7】

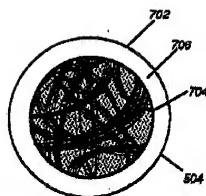


FIG. 7

International application No.
PCT/US96/07606

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

フロントページの続き

(81) 指定国 EP(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(KE, LS, MW, SD, SZ, UG), AL, AM, AT, AU, AZ, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, VN